

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 60-097713

(43)Date of publication of application : 31.05.1985

(51)Int.Cl.

H03H 15/00

H03H 17/00

H04B 3/04

(21)Application number : 58-204853

(71)Applicant : CANON INC

(22)Date of filing : 02.11.1983

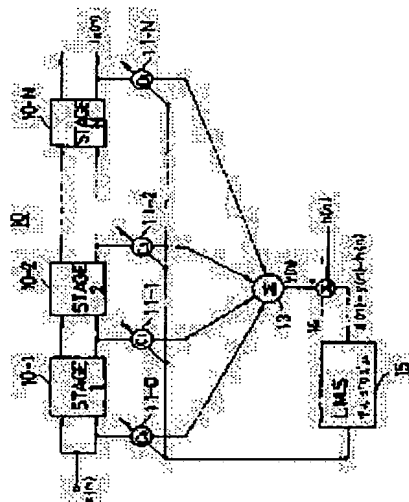
(72)Inventor : FURUKAWA TOSHIHIRO

## (54) AUTOMATIC EQUALIZER

### (57)Abstract:

**PURPOSE:** To attain high speed convergence with ease of setting change and with a short processing time by using a grating filter as a linear forecast filter in an automatic equalizer.

**CONSTITUTION:** An input signal series  $x(n)$  is inputted to a filter stage 10-1 of the grating filter 10, an input and an output of filter stages 10-1 10-N are extracted via variable coefficient multipliers 11-0 11-N, superimposed by an adder 13 and become a signal  $y(n)$ . The signal  $y(n)$  is inputted to a subtractor 14, a difference signal  $\epsilon(n)$  with a desired output signal  $h(n)$  is inputted to an L.M.S algorithm 15 and the coefficients of the variable coefficient multipliers 11-0 11-N are controlled so that an output signal  $f(n)$  is optimised from the result of the operation. When one stage of the grating filter 10 is desired to be increased as  $(N+1)$  stages, it has only to decide  $KN+1$  only while remain the PARCO coefficient  $KP$  as it is.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2000 Japanese Patent Office

③ 日本国特許庁(JP)

④ 特許出願公開

⑤ 公開特許公報(A) 昭60-97713

⑥ Int. Cl.<sup>4</sup>

識別記号

庁内整理番号

⑦ 公開 昭和60年(1985)5月31日

H 03 H 15/00

8124-5J

H 04 B 17/00

8124-5J

H 04 B 3/04

A-6866-5K 審査請求 未請求 発明の数 1 (全6頁)

⑧ 発明の名称 自動等化装置

⑨ 特 願 昭58-204853

⑩ 出 願 昭58(1983)11月2日

⑪ 発 明 者 古 川 利 博 東京都大田区下丸子3丁目30番2号 キヤノン株式会社内

⑫ 出 願 人 キヤノン株式会社 東京都大田区下丸子3丁目30番2号

⑬ 代 理 人 弁理士 加 藤 卓

明 細 書

1. 発明の名称

自動等化装置

2. 特許請求の範囲

線形予測フィルタとして格子型フィルタを用いることを特徴とする自動等化装置。

3. 発明の詳細な説明

〔技術分野〕

本発明は自動等化装置、特に線形予測フィルタを用いる自動等化装置に関するものである。

〔従来技術〕

従来、デジタル伝送分野において、種々の自動等化手段が提案されているが、それらの多くは基本的にPIR(非递归型)デジタルフィルタを線形予測フィルタとして用いている。PIRフィルタを用いてシステムを構成するのは比較的簡単かつ安価であるが、等化次数を変更する際に、係数を全て計算し直さなければならない等作業時間が長くなる、という欠点がある。

またこのような従来装置では係数丸め制限によ

り生じる係数精度に起因する特性劣化、及び収れん遅延などに若干の問題があった。

〔目 的〕

本発明は以上の従来例の欠点を解消すべく成されたもので、設定変更が容易で、処理時間が短かく高速収れんの可能な自動等化装置を提供することを目的とする。

〔実 施 例〕

以下、図面に示す実施例に基づき本発明を詳細に説明する。

第1図に一般的な数値伝送の等化方法を簡単に説明する。

送信信号18は低通フィルタ18上を低減してくると、伝送路19の特性により歪んだ信号18に置換される。一般に、この信号18は送信側の処理のために等化器17に投入され、送信信号18と伝送路等価とみなすことができる出力信号20を得るようになされる。

本発明はこのように用いられる等化器17に用いるものであり、本発明では特に格子型フィルタ

を用いた線形予測により等化を行なう。

以下図2図以降を参照して詳細に説明する。

図2図は本発明に用いられる格子型フィルタ (Lattice Filter) の構成を示す。同図において符号1で示されるものはシフトレジスタなどから構成されるサンプル遅延器、2は加算器、3は乗算器 (係数乗算器) で、これらはデジタル回路式より構成される。

このよう格子型フィルタの1区間は図3図に示すように構成される。すなわち原信号成分とそのサンプル遅延器1による遅延成分とにそれぞれ所定の係数  $k_m^{(1)}$ ,  $k_m^{(2)}$  を乗算器3, 3により乗算した後、それぞれもう一方の系列に加算器2, 2を用いて加算する。このようなフィルタを複数連結することにより格子型フィルタが構成される。

P次の線形予測においては信号  $x(n)$  をそれ以前のP個の検本を用いてそれらの線形結合

$$\hat{x}(n) = -\sum_{k=1}^P a_k x(n-k) \quad (1)$$

特開昭60-97713(2)

によつて  $x(n)$  の予測 (前向き予測) を行う。

$a_k^{(p)}$  ( $k=1, 2, \dots, p$ ) は線形予測係数であり、 $x(n)$  と  $\hat{x}(n)$  の差

$$e_p(n) = x(n) - \hat{x}(n) = x(n) + \sum_{k=1}^P a_k^{(p)} x(n-k), \quad a_0 = 1, \dots \quad (2)$$

を前向き予測誤差とする

一方図2図および図3図において、

$$\left. \begin{aligned} f_0(n) &= e_0(n) = x(n) \\ f_m(n) &= f_{m-1}(n) + k_m \cdot g_{m-1}(n-1) \\ g_m(n) &= k_m \cdot f_{m-1}(n) + g_{m-1}(n-1) \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

但し、乗算器3において掛け合わされる係数は  $k_m^{(1)} = k_m^{(2)} = k_m$  であり、この  $k_m$  は PARCOR (Partial Correlation) 係数である。

ここで前向き予測誤差と対応する後向き予測誤差  $e_p^*(n)$  を定義しておく。

$$\begin{aligned} e_p^*(n) &= x(n-(p+1)) - \hat{x}(n-(p+1)) \\ &= x(n-(p+1)) - \sum_{j=1}^p a_j^{(p)} x(n-j) \quad (4) \end{aligned}$$

$a_j^{(p)}$  は後向き予測係数である。但し  $a_{p+1} = 1$

入力信号  $x(n)$  が定常であれば

$$\begin{aligned} R_{ij} &= r_{ij} + \epsilon_{ij} \quad (5) \\ \text{が成り立つ。PARCOR係数 } a_{ij}^{(p)} &= r_{ij} / \sqrt{e_p(n)^2} \\ k_{m+1} &= \frac{e_p(n) \cdot e_{p+1}(n)}{\sqrt{e_p(n)^2} \cdot \sqrt{e_{p+1}(n)^2}} \\ &= \frac{e_p(n) \cdot e_{p+1}(n)}{\left( \sum_{k=0}^p a_k^{(p)} x(n-k) \right) \cdot \left( \sum_{j=0}^p a_j^{(p)} x(n-j) \right)^{1/2}} \quad (6) \end{aligned}$$

で与えられる。

ここで  $|a_k| \leq 1$ ,  $|a_j| \leq 1$  は前向きおよび後向きの予測誤差  $e_p(n)^2$ ,  $e_{p+1}(n)^2$  をそれぞれ最小にする条件で求められた予測係数であり、

$$\begin{bmatrix} r_0 & r_1 & \dots & r_{p-1} \\ r_1 & r_0 & & r_{p-2} \\ & & \ddots & \\ r_{p-1} & r_{p-2} & \dots & r_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_p \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ \vdots \\ r_p \end{bmatrix} \quad (7)$$

が上式を満足するものである (但し  $r_i = \overline{x(n)x(n+i)}$ )。

また前向き誤差  $e_p(n)$  の自乗平均を  $\sigma_p$ ,  $\sigma_{p+1}$  と後向き誤差  $e_{p+1}(n)$  の相互相関を  $\sigma_p$  とすれば、

$$\begin{aligned} \sigma_p &= \overline{(x(n) - \hat{x}(n))^2} = \overline{\left( \sum_{k=1}^p a_k^{(p)} x(n-k) \right)^2} = \sum_{k=1}^p a_k^{(p)} r_{kk} \quad (8) \\ \sigma_p &= \overline{(x(n) - \hat{x}(n)) (x(n-(p+1)) - \hat{x}(n-(p+1)))} \\ &= \left( \sum_{k=1}^p a_k^{(p)} x(n-k) \right) \left( \sum_{j=1}^p a_j^{(p)} x(n-j) \right) = \sum_{k=1}^p a_k^{(p)} r_{p+1, k} \quad (9) \end{aligned}$$

となる。

(8), (9)式、および自己相関行列の対称性より

$$\begin{bmatrix} r_0 & r_1 & \dots & r_p & r_{p+1} \\ r_1 & r_0 & & r_{p-1} & r_p \\ & & \ddots & & \\ r_{p+1} & r_p & \dots & r_1 & r_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \sigma_p \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\begin{bmatrix} r_0 & r_1 & \dots & r_p & r_{p+1} \\ r_1 & r_0 & & r_{p-1} & r_p \\ & & \ddots & & \\ r_{p+1} & r_p & \dots & r_1 & r_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ a_p \\ a_{p-1} \\ \vdots \\ a_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sigma_p \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (11)$$

$00 \times k_{p+1} = 00$  より

$$\begin{bmatrix} r_0 & r_1 & \dots & r_p & r_{p+1} \\ r_1 & r_2 & \dots & r_{p+1} & r_{p+2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ r_p & r_{p+1} & \dots & r_{2p} & r_{2p+1} \\ r_{p+1} & r_{p+2} & \dots & r_{2p+1} & r_{2p+2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 - a \\ a_1 - k_{p+1}a_0 \\ a_2 - k_{p+1}a_1 \\ \vdots \\ a_p - k_{p+1}a_{p-1} \\ 0 - k_{p+1}a_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{p+1} - k_{p+1}a_p \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ a_{2p+1} - k_{p+1}a_{2p} \end{bmatrix} \quad (12)$$

が成り立つ。

故に(10)式、(12)式の各項を比較して

$$a_{p+1} - k_{p+1}a_p = a_{p+1} - k_{p+1}a_p \quad (m) = a_{p+1} - k_{p+1}a_p \quad 0 \leq m \leq p \quad (13)$$

が成り立つ。

以上より、

$$r_{p+1} = \sum_{k=0}^p k_{p+1} r_k \cdot x(n-k) + a_{p+1} - k_{p+1}a_p \quad (14)$$

と置くことができる。

(14)式において、 $r_{p+1}$ は $p$ 次繰形前向き誤差、 $a_{p+1}$ は後向き誤差を与える。

前向き誤差 $r_{p+1}$ と後向き誤差 $a_{p+1}$ の2乗平均値の和 $B[(r_{p+1})^2 + B(a_{p+1}^2)]$ を最小にするような $k_{p+1}$ の値 $k_{p+1}^*$ を決定するButterflyの方法より $k_{p+1}^*$ は

$$k_{p+1}^* = \frac{2B[(r_{p+1})^2 + B(a_{p+1}^2)]}{B[(r_{p+1})^2 + B(a_{p+1}^2)]} \quad p=1, 2, \dots, N \quad (15)$$

で与えられ、入力系列 $x(n)$ が定常である時、

$$a_p - B[(r_p^2)] = B(a_p^2) = \sum_{k=0}^p k_{p+1}^* a_{p-k} \cdot x(n-k) \quad (16)$$

が成り立つ。但し、 $r(n) = B[x(n), x(n+1)]$ である。

この時(15)式を用いると $k_{p+1}^*$ が $a_p$ を最小とするような繰形予測係数 $k_{p+1}^*$ を得ることができる。

以上より $a_p$ を順次最小化するようにして得られるPARCON係数 $k_p$  ( $p=1, 2, \dots, N$ )が最適な $p$ 次繰形予測を与えることがわかる。即ち以上より格子型フィルタを一段増やして $(N+1)$ 段とした時には $k_p$ はそのままとし $k_{N+1}$ のみを新たに決定するだけでよい。

次に第4図に本発明の格子型フィルタを用いた自動等化回路の一実施例を示す。

同図において符号10で示されるのは前述の格子型フィルタで、第3図に示した一区間に対応する並列に配置されたフィルタ段10-1~10-Nで構成される。入力信号系列 $x(n)$ はフィルタ段10-1に入力され、各段の出力は可変係数乗算器11-

0~11-Nを介して取り出され、加算器13で累積され信号 $y(n)$ を得る。

さらに信号 $y(n)$ は減算器14に入力され、減算器14の出力に希望出力信号 $h(n)$ との差信号 $e(n) = y(n) - h(n)$ を得る。信号 $e(n)$ はL.M.S.アルゴリズム15に入力され、その計算結果により出力信号 $x(n)$ が最適化されるよう前記の可変係数乗算器11-0~11-Nの係数が調整される。

L.M.S. (Least Means Square) アルゴリズムは従来知られるような最小2乗法の演算を行なうもので、コンピュータおよびそのソフトウェアなどにより構成することができる。

以上の構成において、信号系列 $y(n)$ は前記の(10)式から、

$$\begin{aligned} y(n) &= c_0 x(n) + c_1 x(n-1) + c_2 x(n-2) + \dots + c_N x(n-N) \\ &= (c_0 + c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2} + \dots + c_N z^{-N}) \cdot x(n) \\ &= a_1 (c_1 + c_2 z^{-1} + \dots + c_N z^{-N}) \cdot x(n-1) \\ &+ \dots + a_N (c_N) \cdot x(n-N) \quad (17) \end{aligned}$$

と表わすことができる。ここで(17)式の両辺の $z$ 変換をとると、

$$\begin{aligned} Y(z) &= \sum_{k=0}^N c_k z^{-k} X(z) + \sum_{k=1}^N c_k z^{-k} X(z) + \sum_{k=2}^N c_k z^{-k} X(z) + \dots \\ &+ \sum_{k=N}^N c_N z^{-N} X(z) \quad (18) \end{aligned}$$

従って、

$$H(z) = Y(z)/X(z) = \sum_{k=0}^N c_k z^{-k} + \sum_{k=1}^N c_k z^{-k} + \sum_{k=2}^N c_k z^{-k} + \dots + c_N z^{-N} \quad (19)$$

但し  $y(n) \xrightarrow{z} Y(z)$ ,  $x(n) \xrightarrow{z} X(z)$

よって第4図の構成のシステム関係は(19)式で表わされる。

また  $e_k = y_k - h_k$  の平均自乗誤差  $\overline{e_k^2}$  を最小にする最適な係数  $m_k(f_1) \times e^k = [c_0^*, c_1^*, \dots, c_N^*]$  は最大傾斜法により、

$$e^k = R^{-1} \cdot P \quad (20)$$

で与えられる。

$$\text{但し } R = B[(f_1, f_2, \dots, f_N)] = B \begin{bmatrix} f_1 & f_2 & \dots & f_N \\ f_2 & f_3 & \dots & f_{N+1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ f_N & f_{N+1} & \dots & f_{2N} \end{bmatrix} \quad (21)$$

特開昭60-92713(4)

出し、 $B(i, j) = \begin{cases} 1 & (i=j) \\ 0 & (i \neq j) \end{cases}$  であるものとする。

$$P = B \begin{pmatrix} h_0 - f_0 \\ h_1 - f_1 \\ \vdots \\ h_N - f_N \end{pmatrix} = B \begin{pmatrix} h_0 - f_0 \\ h_1 - f_1 \\ \vdots \\ h_N - f_N \end{pmatrix} \quad (2)$$

である。

一方、ここで参考のためFIRフィルタを用いた場合の解析を以下に示す。

図5図に示す構成は、サンプル遅延器1を用いて構成したFIRフィルタの各段の出力を可変係数乗算器11-0~11-Nを介して取り出し、加算器12により累積し、その出力信号y(n)を前記同様の遅延器14で希望出力信号h(n)との差信号e(n)に算出し、M・B・アルゴリズム15により各可変係数乗算器11-0~11-Nの乗算を制御するものである。ここで、信号y(n)は次の式により表わされる。

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} d_k x(n-k) \quad (3)$$

この式を変換すると

$$Y(z) = d_0 X(z) + d_1 X(z)z^{-1} + d_2 X(z)z^{-2} + \dots + d_N X(z)z^{-N}$$

$$\text{よって } H(z) = Y(z)/X(z) = d_0 + d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2} + \dots + d_N z^{-N} \quad (4)$$

となり、L・M・B・アルゴリズム15において

調整e(n)を最小化する最適係数マトリクスD<sup>\*</sup>

$$D^* = (d_0^*, d_1^*, \dots, d_N^*)$$

$$D^* = S^{-1} \cdot Q \quad (5)$$

で与えられる。

但し、

$$S = B \cdot [x_1, x_2, \dots, x_N] = B \begin{pmatrix} x_1 & x_2 & \dots & x_N \\ x_1 & x_2 & \dots & x_N \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_1 & x_2 & \dots & x_N \end{pmatrix} \quad (6)$$

かつ

$$Q = B \begin{pmatrix} x_1 & h_k \\ x_2 & h_k \\ \vdots & h_k \\ x_N & h_k \end{pmatrix} \quad (7)$$

である。

図4図の構成では、図式を満足するように係数が設定されるので、以上から、格子型フィルタを用いて従来のFIRフィルタを用いた場合と同様の等化を行なえることがわかる。

しかも、前述したようにフィルタの次数を変更する場合には変更部分の係数のみを換えれば良く、さらにFIRフィルタを用いるのに比して高遅延を取れ、処理が可能となる。

【効果】

以上の説明から明らかなように、本発明によれば、線形非漸進フィルタとして格子型フィルタを用いることにより、設定変更のためフィルタ次数を増減する場合にはその部分の係数のみを考慮すれば良く、従来例に比して調整がより簡易かつ自由に行なえるとともに、高遅延取れんの可能な優れた自動等化装置を提供することができる。

#### 1 図面の簡単な説明

図1図は等化器の使用例を説明するブロック図。

図2図は本発明の自動等化装置に用いられる格子

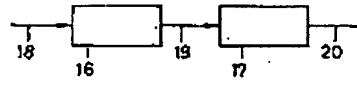
型フィルタの構成を示すブロック図、図3図は図2図の格子型フィルタの一区間の構成を示すブロック図、図4図は本発明の自動等化装置の一実施例を説明するブロック図、図5図は本発明装置の動作を説明するための参考ブロック図である。

- |           |                   |
|-----------|-------------------|
| 1…サンプル遅延器 | 2, 13…加算器         |
| 3…乗算器     | 11-0~11-N…可変係数乗算器 |
| 14…減算器    | 15…L・M・B・アルゴリズム   |

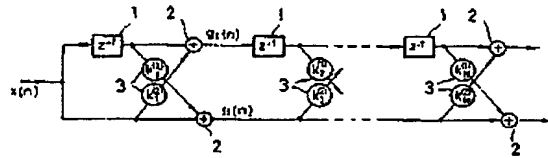
特許出願人 ケンネル 株式会社

代理人 井野士 加藤 卓

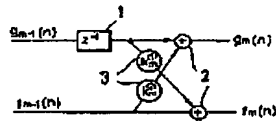
第 1 圖



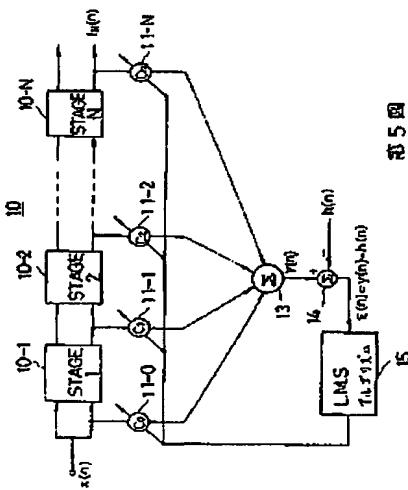
第 2 圖



第 3 圖



第 4 圖



第 5 圖

